

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005 年 9 月 1 日 (01.09.2005)

PCT

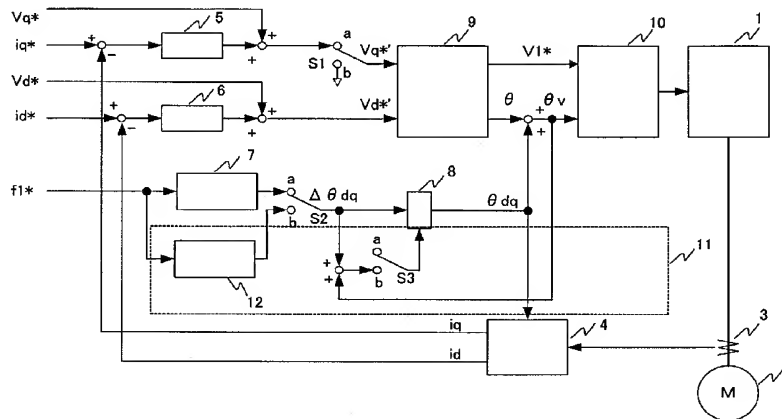
(10) 国際公開番号  
WO 2005/081396 A1

- (51) 国際特許分類: H02P 21/00, 3/24 (72) 発明者; および  
(21) 国際出願番号: PCT/JP2005/002119 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 井浦 英昭 (IURA, Hideaki) [JP/JP]; 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP). 中村 茂和 (NAKAMURA, Shigekazu) [JP/JP]; 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP).  
(22) 国際出願日: 2005 年 2 月 14 日 (14.02.2005)  
(25) 国際出願の言語: 日本語  
(26) 国際公開の言語: 日本語  
(30) 優先権データ: 特願2004-043121 2004 年 2 月 19 日 (19.02.2004) JP (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG,  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社安川電機 (KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI) [JP/JP]; 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 Fukuoka (JP).

[続葉有]

(54) Title: INDUCTION MOTOR STOPPING METHOD AND CONTROL APPARATUS

(54) 発明の名称: 誘導電動機の停止方法及び制御装置



(57) Abstract: A DC braking method for stopping an induction motor, wherein during a shift from a normal control state to a DC braking state, the torque shock caused by an abrupt change in the output current phase is suppressed below a predetermined value. The procedure of this method is as follows. During a shift from a normal control state to a DC braking state, the output voltage phase during the DC braking is predicted by calculation based on a phase that leads by a predetermined DC braking commencement frequency or a combination of a reduced rate and the given DC braking commencement frequency and based on the output voltage phase of the normal control state at the moment of shifting to the DC braking state. Then, the power converter is controlled to suppress the abrupt change in the output current phase, thereby suppressing the torque shock caused by such abrupt change below the predetermined value.

(57) 要約: 誘導電動機を停止するための直流制動方法において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする。通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、

[続葉有]

WO 2005/081396 A1



SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,  
VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML,  
MR, NE, SN, TD, TG).

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護  
が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA,  
SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ,  
BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE,  
BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU,  
IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される  
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語  
のガイダンスノート」を参照。

設定された直流制動開始周波数または減速レートと設定された直流制動開始周波数により予め求められた直流制動  
開始までに進む位相と直流制動状態に移行する瞬間の通常制御状態の出力電圧位相に基づき、直流制動時の出力電  
圧位相を予測演算し、電力変換器を制御することにより、出力電流位相が急変することを抑制することにより発生  
するトルクショックを所定値以下にするという手順で処理する。

## 明 細 書

### 誘導電動機の停止方法及び制御装置

#### 技術分野

- [0001] 本発明は、誘導電動機を停止する誘導電動機の制御装置において、直流電流を流す為の出力電圧位相を予測演算することにより、通常運転状態から直流制動状態に移行する際の出力電流の位相の急変によるトルクショックを所定値以下に抑制するための停止方法及び装置に関する。

#### 背景技術

- [0002] 従来の誘導電動機の直流制動機能に関して、高性能なベクトル制御装置に内蔵されるトリップ(制御装置の異常停止)しない直流制動の手法の提供と停止時に振動の少ない直流制動の技術が開示されている。(例えば、特許文献1参照)。制御装置がトリップすると通常は制御装置の異常停止と共に表示部分にアラームが出される。

図14において、速度センサ付きベクトル制御装置における具体的実施例の制御ブロック図であり、101は直流制動制御演算器であり、図15に示すフローのような動作をする。102は速度制御演算部であり、ベクトル制御装置の外部のシステムから入力された速度指令 $\omega^*$ と速度検出値 $\omega_r$ に基づいてトルク電流(トルク相当)指令 $i_q^*$ が演算される(ここで「 $*$ 」は指令値を表わす。以下同じ)。103は磁束演算部であり、 $i_q^*$ が入力され、ベクトル制御条件を満足するような磁束分電流指令 $i_d^*$ とすべり周波数 $\omega_s$ を演算し、 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ 、 $\omega_s$ を出力する。104はd-q軸ACRであり、これらの $i_q^*$ 、 $i_d^*$ に電流検出値 $i_q$ 、 $i_d$ を追従させるような電圧指令 $v_q^*$ 、 $v_d^*$ を演算する。105は逆d-q変換器であり、これらの $v_q^*$ 、 $v_d^*$ を回転座標d-q軸から3相の電圧指令に変換する。106はPWM演算部であり、3相の電圧指令からスイッチング素子をON/OFFする点弧パターンを演算する。107は電力変換回路である。108はすべり補償演算部であり、磁束演算部103の出力 $\omega_s$ を入力し、誘導モータの一次周波数 $\omega_l$ を演算する。109は積分器であり、一次周波数 $\omega_l$ を積分してd軸の位相 $\theta_l$ を計算し、d-q変換部111や逆d-q変換部105に出力する。110は速度検出演算部であり、エンコーダなどの位置検出器からの信号で速度を演算したり、位置検出レスの場合は電流などから速度

推定演算を行う。111はd-q変換部であり、d軸の位相 $\theta_1$ を基準に回転座標に変換した電流検出値 $i_d$ ,  $i_q$ を演算する。112はエンコーダなどの位置検出器であり、113は誘導モータであり、直流制動制御演算器101により制御されるスイッチS101, S103, S104から構成される。直流制動制御演算部101には直流制動の制動力目標値と直流制動運転に移行する際の直流制動指令(図示せず)が与えられる。ベクトル制御時には直流制動制御演算器1によりS101, S103, S104は全てa側となるように切り換えられており、前記のようにベクトル制御が行われる。

図15において、ステップ201ではベクトル制御から直流制動に切り換える瞬間のみ電圧ベクトル $\theta_v$ の位相を算出する。ステップ202ではスイッチS101をb側に切り換え、 $\theta_{dq}$ に $\theta_v$ を入力する。ステップ203ではS103をb側に切り換え、d軸のACRの指令 $i_d^*$ を直流制動制御演算器101に入力された制動力に応じた値をd-q軸ACR104に入力し、q軸のACRの指令 $i_q^*$ を0にする。ステップ204では $i_q$ の絶対値と予め定めた基準値 $\alpha$ と比較する。ステップ205aでは基準値 $\alpha$ よりも大きい場合はS104をa側に切り換え、d-q軸ACR104の出力をPWM演算部106に渡す。ステップ205bでは基準値 $\alpha$ に比して小さい場合はS104をb側に切り換え、d軸のACR出力を発生かし、q軸の電圧指令 $V_q^*=0$ 、即ちq軸のACRを無効にして、PWM演算部106に電圧指令を出力する。このステップ204、205により交流モータのロータ位置決め停止時の振動を防止できる。

このように、従来の誘導モータ制御装置およびその制御方法では、ベクトル制御から直流制動に切り換える瞬間のみ電圧ベクトル $\theta_v$ の位相を算出し、 $\theta_{dq}$ に $\theta_v$ を入力した後、q軸のACRの指令 $i_q^*$ を0にし、d-q軸ACR104で制御し、 $i_q$ の絶対値と予め定めた基準値 $\alpha$ より小さくなったら、q軸のACRを無効にして制御するという手順がとられていた。

特許文献1:WO98/11663号公報 第1図、第2図参照

## 発明の開示

## 発明が解決しようとする課題

[0003] 従来の誘導モータ制御装置およびその制御方法では、電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにした誘導モータの制御装置における

直流制動方法に関する発明が開示されている。また、特許文献1には $V/f$ 制御の場合、低速域でトルクがでないと明示されているように、 $V/f$ 制御では設定した直流制動開始周波数以下になると、直流制動するようになっていたが、特許文献1で開示された方法を適用した場合、設定された直流制動開始周波数と誘導モータの回転情報との間に差があるため、電流位相の振れを所定値以下にすることができないという問題があった。また、速度センサ付き及び速度センサなしのベクトル制御であっても、電流指令の位相を固定された状態で回転数が所定値以下になったら電圧位相を固定するものが必要となるなど複雑な手順となるといった問題もあった。また、直流制動時に $d-q$ 軸ACR104で制御しようとした場合、 $d$ 軸の電圧指令 $V_d^*$ 及び $q$ 軸の電圧指令 $V_q^*$ が変化するため、電圧位相が変化し、直流電圧及び直流電流を出力できないという問題がある。

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変を抑制することによりトルクショックを所定値以下にすることができる制御装置および停止方法を提供することを目的とする。

#### 課題を解決するための手段

- [0004] 上記問題を解決するため、本発明は、次のようにしたのである。
- [0005] 請求項1に記載の発明は、誘導電動機を駆動する電力変換器と、一次電圧指令及び電圧位相と磁束の位相を加算した出力位相から前記電力変換器のスイッチングパターンを決定するPWM演算部と、電圧演算器と、トルク電流制御器、励磁電流制御器を備え、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にするという手順をとったのである。
- [0006] また、請求項2に記載の発明は、前記予測演算するときは、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算するという手順をとったのである。

- [0007] また、請求項3に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されるという手順をとったのである。
- [0008] また、請求項4に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されるという手順をとったのである。
- [0009] また、請求項5に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にするという手順をとったのである。
- [0010] また、請求項6に記載の発明は、誘導電動機を駆動する電力変換器と、一次電圧指令及び電圧位相と磁束の位相を加算した出力位相から前記電力変換器のスイッチングパターンを決定するPWM演算部と、電圧演算器と、トルク電流制御器、励磁電流制御器を備え、前記誘導電動機を停止するために直流制動することができる制御装置において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にして停止することを特徴としている。
- [0011] また、請求項7に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することを特徴としている。
- [0012] また、請求項8に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴としている。
- [0013] また、請求項9に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴としている。
- [0014] また、請求項10に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴としている。

#### 発明の効果

- [0015] 請求項1に記載の発明によると、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法

において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項2に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて予測演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項3に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項4に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項5に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法により予測演算された直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより、再始動時に発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項6に記載の発明によると、前記誘導電動機を制御するための装置において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項7に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて予測演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項8に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変によ

り発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項9に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項10に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法により予測演算された直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより、再始動時に発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

### 図面の簡単な説明

- [0016] [図1]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第1の実施例のブロック図  
[図2]本発明の方法の処理手順を示すフローチャート  
[図3]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第2の実施例のブロック図  
[図4]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第3の実施例のブロック図  
[図5]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第4の実施例のブロック図  
[図6]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第5の実施例のブロック図  
[図7]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第6の実施例のブロック図  
[図8]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第7の実施例のブロック図  
[図9]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第8の実施例のブロック図  
[図10]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第9の実施例のブロック図  
[図11]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第10の実施例のブロック図  
[図12]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第11の実施例のブロック図  
[図13]本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第12の実施例のブロック図  
[図14]従来の方法を適用した誘導モータ制御装置の構成を示すブロック図  
[図15]従来の方法の処理手順を示すフローチャート

## 符号の説明

[0017]	1 電力変換器	101 直流制動制御演算器
	2 交流電動機	102 速度制御演算部
	3 電流検出器	103 磁束演算部
	4 d-q変換器	104 d-q軸ACR
	5 トルク電流制御器	105 逆d-q変換器
	6 励磁電流制御器	106 PWM演算部
	7 位相変換器	107 電力変換回路
	8 積分器	108 すべり補償演算部
	9 電圧演算器	109 積分器
	10 PWM演算部	110 速度検出演算部
	11 電圧位相予測演算器	111 d-q変換部
	12 位相予測器	112 位置検出器
	13 一次電流制御器	113 誘導モータ
		114 直流制動の制動力目標値

S1, S2, S3, S4, S101, S103, S104 スイッチ

## 発明を実施するための最良の形態

[0018] 以下、本発明の方法の具体的実施例について、図に基づいて説明する。

## 実施例 1

[0019] 図1は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第1の実施例の、図2は本発明における処理手順を示すフローチャートである。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、励磁電流制御器6、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、及びスイッチS1, S2, S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$

に分離する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数指令 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算した値または0をq軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とし、与えられたd軸電圧指令 $V_d^*$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算したd軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とから下式により一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。

[0020] [数1]

$$V_1^* = \sqrt{V_d^{*2} + V_q^{*2}} \quad (1)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_q^*}{V_d^*} \quad (2)$$

[0021] PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S3はa側で動作し、FLG=0に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは

与えられたq軸電圧指令 $V_{q*}$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算したq軸電圧指令 $V_{q*}'$ 及び与えられたd軸電圧指令 $V_{d*}$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算したd軸電圧指令 $V_{d*}'$ を電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $V_{q*}' = 0$ に設定し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3ではFLGが0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ とステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるようにFLG=1に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_{d*}'$ と前記q軸電圧指令 $V_{q*}'$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

## 実施例 2

[0022] 図3は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第2の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、励磁電流制御器6、位相

変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、及びスイッチS2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算したq軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とスイッチS4により与えられた与えられたd軸電圧指令 $V_d^*$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算した値または0をd軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS2～S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令

$V_q^*$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算したq軸電圧指令 $V_q^{*'}$ 及び与えられたd軸電圧指令 $V_d^*$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算したd軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS2, S4をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $V_d^{*'} = 0$ に設定し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3ではFLGが0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ に対して、 $90^\circ$  位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f_l^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるようにFLG = 1に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_d^{*'}$ と前記q軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

### 実施例 3

[0023] 図4は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第3の実施例である。

本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流

検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、励磁電流制御器6、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_1$ を出力する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算した値または0をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により与えられたd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算した値または一次電圧補正值 $V_{1c}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし、一次電圧指令 $V_{1^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_{1^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_1^*$ と前記一次電流検出値 $i_1$ とが一致するように一次電圧補正值 $V_{1c}$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致す

るかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1〜S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算したq軸電圧指令 $V_q^{*'}$ 及び与えられたd軸電圧指令 $V_d^*$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算したd軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2, S4をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $V_q^{*'} = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i_l^*$ と前記一次電流検出値 $i_l$ とが一致するようにd軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ とステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_d^{*'}$ と前記q軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので

、トルクショックを所定値以下にすることができる。

#### 実施例 4

[0024] 図5は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第4の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、励磁電流制御器6、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を加算した値または一次電圧補正值 $V_{lc}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により与えられたd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を加算した値または0をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし、一次電圧指令 $V_{l^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_{l^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_{l^*}$ と前記一次電流検出

値 $i1$ とが一致するように一次電圧補正值 $V1c$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1*$ が直流制動開始周波数 $fdb$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチ $S1$ 〜 $S4$ はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $Vq*$ とq軸電圧補正值 $Vqc$ を加算したq軸電圧指令 $Vq*'$ 及び与えられたd軸電圧指令 $Vd*$ とd軸電圧補正值 $Vdc$ を加算したd軸電圧指令 $Vd*'$ を電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f1*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ $S1$ ,  $S2$ ,  $S4$ をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $Vd*'=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i1*$ と前記一次電流検出値 $i1$ とが一致するようにq軸電圧指令 $Vq*'$ を出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ $S3$ をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ に対して、 $90^\circ$ 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチ $S3$ をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $Vd*'$ と前記q軸電圧指令 $Vq*'$ とから一次電圧指令 $V1*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から

出力位相  $\theta_v$  を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

### 実施例 5

- [0025] 図6は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第5の実施例である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、励磁電流制御器6、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、交流電動機2に供給する。電流検出器3は、前記交流電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ または0をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により0またはd軸電圧補正值 $V_{dc}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし入力して、一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるい

は直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量  $\Delta \theta_{dq}$  に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数  $f1^*$  が直流制動開始周波数  $f_{db}$  に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチ  $S1 \sim S4$  はa側で動作し、 $FLG=0$  に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令  $Vq^*$  をq軸電圧指令  $Vq^{*'}$  とし、d軸電圧指令  $Vd^{*'} = 0$  とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数  $f1^*$  からサンプリング間に進む位相量  $\Delta \theta_{dq}$  を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相  $\theta_{dq}$  を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ  $S1, S2, S4$  をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令  $Vq^{*'} = 0$  に設定し、直流制動のための与えられた励磁電流指令  $id^*$  と励磁電流検出値  $id$  とが一致するようにd軸電圧指令  $Vd^{*'}$  を出力し、位相予測器12で前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量  $\Delta \theta_{dq}$  を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では  $FLG$  が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ  $S3$  をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相  $\theta_v$  とステップ2aで演算した位相量  $\Delta \theta_{dq}$  を加算した値を磁束の位相  $\theta_{dq}$  に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように  $FLG=1$  に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチ  $S3$  をa側のままであるので、位相  $\theta_{dq}$  に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記q軸電圧指令  $Vq^{*'}$  と前記d軸電圧指令  $Vd^{*'}$  とから一次電圧指令  $V1^*$  及び電圧位相  $\theta$  を演算し、電圧位相  $\theta$  と磁束の位相  $\theta_{dq}$  から出力位相  $\theta_v$  を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動

状態に移行することで、位相予測器12で前記交流電動機2の速度を予測することで、前記交流電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

## 実施例 6

[0026] 図7は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第6の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、交流電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、交流電動機2に供給する。電流検出器3は、前記交流電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_1$ を出力する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ または0をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により0または一次電圧補正值 $V_{1c}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし入力して、一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_1^*$ と前記一次電流検出値 $i_1$ とが一致するように一次電圧補正值 $V_{1c}$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}'$ 及びd軸電圧指令 $V_{d^*}'=0$ を電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2, S4をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $V_{q^*}'=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i_1^*$ と前記一次電流検出値 $i_1$ とが一致するように演算された一次電圧補正值 $V_{1c}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}'$ とし、位相予測器12で前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ とステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記q軸電圧指令 $V_{q^*}'$ と前記d軸電圧指令 $V_{d^*}'$ とから一次電圧指令 $V_{1^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記交流電動機2の速度を予測することで

、前記交流電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

## 実施例 7

[0027] 図8は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第7の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、励磁電流制御器6、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。励磁電流制御器6は、与えられた励磁電流指令値 $i_d^*$ と前記励磁電流検出値 $i_d$ とが一致するようにd軸電圧補正值 $V_{dc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $\omega_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ または0をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により0またはd軸電圧補正值 $V_{dc}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし、一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用い

て説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1〜S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $Vq^*$ をq軸電圧指令 $Vq^*$ とし、d軸電圧指令 $Vd^*=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2, S4をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $Vq^*=0$ に設定し、直流制動のための与えられたd軸電流指令 $id^*$ と前記d軸電流検出値 $id$ とが一致するようにd軸電圧指令 $Vd^*$ を出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 $\theta_{dq}$ に対して、 $90^\circ$ 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $Vd^*$ と前記q軸電圧指令 $Vq^*$ とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで

、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

### 実施例 8

[0028] 図9は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第8の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1, S2, S3, S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ または0をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、スイッチS4により0または一次電圧補正值 $V_{1c}$ をd軸電圧指令 $V_{d^*}$ とし、一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_l^*$ と前記一次電流検出値 $i_l$ とが一致するように一次電圧補正值 $V_{1c}$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用い

て説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $Vq^*$ をq軸電圧指令 $Vq^*$ とし、d軸電圧指令 $Vd^*=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2, S4をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $Vq^*=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i1^*$ と前記一次電流検出値 $i1$ とが一致するような一次電圧補正值 $V1c$ をd軸電圧指令 $Vd^*$ として出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 $\theta_{dq}$ に対して、 $90^\circ$ 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $Vd^*$ と前記q軸電圧指令 $Vq^*$ とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで

、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

### 実施例 9

[0029] 図10は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第9の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $\omega_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ またはq軸電圧補正值 $V_{qc}$ をq軸電圧指令 $V_q^*$ とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、一次電圧指令 $V_l^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_l^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用い

て説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_l^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1ーS3はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}'$ とし、d軸電圧指令 $V_{d^*}'=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $V_{d^*}'=0$ に設定し、直流制動のための与えられたq軸電流指令 $i_{q^*}$ と前記q軸電流検出値 $i_q$ とが一致するようなq軸電圧補正值 $V_{qc}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}'$ として出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ に対して、 $90^\circ$ 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f_l^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_{d^*}'$ と前記q軸電圧指令 $V_{q^*}'$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで

、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

#### 実施例 10

[0030] 図11は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第10の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ または一次電圧補正值 $V_{1c}$ をq軸電圧指令 $V_q^*$ とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_l^*$ と前記一次電流検出値 $i_l$ とが一致するように一次電圧補正值 $V_{1c}$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用い

て説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_{l*}$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1〜S3はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $V_{q*}$ をq軸電圧指令 $V_{q*}'$ とし、d軸電圧指令 $V_{d*}'=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_{l*}$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $V_{d*}'=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i_{l*}$ と前記一次電流検出値 $i_l$ とが一致するような一次電圧補正值 $V_{lc}$ をq軸電圧指令 $V_{q*}'$ として出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 $\theta_v$ に対して、 $90^\circ$ 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f_{l*}$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_{d*}'$ と前記q軸電圧指令 $V_{q*}'$ とから一次電圧指令 $V_{1*}$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで

、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

### 実施例 11

[0031] 図12は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第11の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、トルク電流制御器5、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。トルク電流制御器5は、与えられたトルク電流指令値 $i_q^*$ と前記トルク電流検出値 $i_q$ とが一致するようにq軸電圧補正值 $V_{qc}$ を演算する。位相変換器7は、与えられた周波数 $\omega_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_q^*$ またはq軸電圧補正值 $V_{qc}$ をq軸電圧指令 $V_q^*$ とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、一次電圧指令 $V_l^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_l^*$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用い

て説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1〜S3はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $Vq^*$ をq軸電圧指令 $Vq^*$ とし、d軸電圧指令 $Vd^*=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $Vd^*=0$ に設定し、直流制動のための与えられたq軸電流指令 $iq^*$ と前記q軸電流検出値 $iq$ とが一致するようなq軸電圧補正值 $V_{qc}$ をq軸電圧指令 $Vq^*$ として出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 $\theta_{dq}$ とステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $Vd^*$ と前記q軸電圧指令 $Vq^*$ とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流

位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

## 実施例 12

[0032] 図13は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第12の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換器4、位相変換器7、積分器8、電圧演算器9、PWM演算部10、電圧位相予測演算器11、位相予測器12、一次電流制御器13及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換器4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 $i_q$ と励磁電流検出値 $i_d$ に分離する。また、一次電流検出値 $i_l$ を出力する。位相変換器7は、与えられた周波数 $f_l^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分器8は位相変換器7により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。電圧演算器9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ または一次電圧補正值 $V_{1c}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}$ とし、d軸電圧指令 $V_{d^*} = 0$ とし、一次電圧指令 $V_{1^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算する。PWM演算部10は、前記一次電圧指令 $V_{1^*}$ 及び電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ を加算した出力位相 $\theta_v$ から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算器11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測器から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する。位相予測器12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御器13は与えられた一次電流指令 $i_l^*$ と前記一次電流検出値 $i_l$ とが一致するように一次電圧補正值 $V_{1c}$ を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、

ここでは減速時において、与えられた周波数 $f_1^*$ が直流制動開始周波数 $f_{db}$ に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S3はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算部のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 $V_{q^*}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}'$ とし、d軸電圧指令 $V_{d^*}'=0$ とし、電圧演算器9に入力し、与えられた周波数 $f_1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換器7により演算し、積分器8で磁束の位相 $\theta_{dq}$ を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $V_{d^*}'=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i_1^*$ と前記一次電流検出値 $i_1$ とが一致するような一次電圧補正值 $V_{1c}$ をq軸電圧指令 $V_{q^*}'$ として出力し、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では $FLG$ が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 $\theta_{dq}$ とステップ2aで演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 $\theta_{dq}$ に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算部のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 $\theta_{dq}$ に対して特別な処理は行わない。

PWM演算部のステップでは、前記d軸電圧指令 $V_{d^*}'$ と前記q軸電圧指令 $V_{q^*}'$ とから一次電圧指令 $V_1^*$ 及び電圧位相 $\theta$ を演算し、電圧位相 $\theta$ と磁束の位相 $\theta_{dq}$ から出力位相 $\theta_v$ を演算し、PWM演算部10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算器11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測器12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方

法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

なお、本発明はいわゆるセンサレスベクトル制御の誘導電動機の制御装置に限定されず、センサ付のベクトル制御装置やV/f制御方式の制御装置にも使用できる。

#### 産業上の利用可能性

- [0033] 本発明では通常制御状態から直流制動状態に移行する際に通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができるため、位置決めをするようなアプリケーションや昇降機（例えば、エレベータ、クレーン、巻上・巻下機）等のブレーキが閉まるまでの間、誘導電動機が回転しないように保持するような用途にも適用できる。

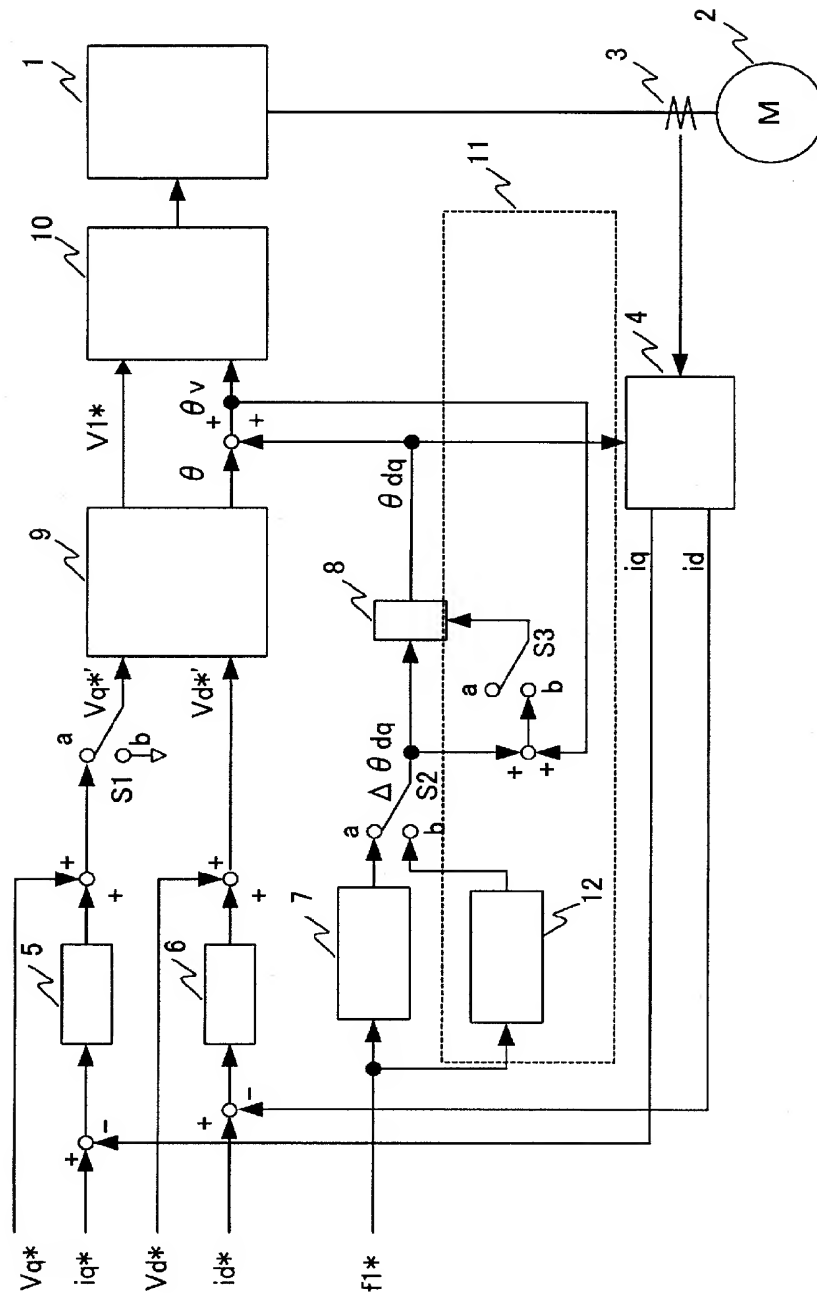
### 請求の範囲

- [1] 誘導電動機を駆動する電力変換器と、一次電圧指令及び電圧位相と磁束の位相を加算した出力位相から前記電力変換器のスイッチングパターンを決定するPWM演算部と、電圧演算器と、トルク電流制御器、励磁電流制御器を備え、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法において、
- 通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする誘導電動機の停止方法。
- [2] 前記予測演算するときは、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することを特徴とする請求項1記載の誘導電動機の停止方法。
- [3] 前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項2記載の誘導電動機の停止方法。
- [4] 前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項2記載の誘導電動機の停止方法。
- [5] 前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする請求項1乃至4記載の誘導電動機の停止方法。
- [6] 誘導電動機を駆動する電力変換器と、一次電圧指令及び電圧位相と磁束の位相を加算した出力位相から前記電力変換器のスイッチングパターンを決定するPWM演算部と、電圧演算器と、トルク電流制御器、励磁電流制御器を備え、前記誘導電動機を停止するために直流制動することができる制御装置において、
- 通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にして停止することを特徴とする誘導電動機の制御装置。
- [7] 前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算は、通常制御状態の出力電圧位相と

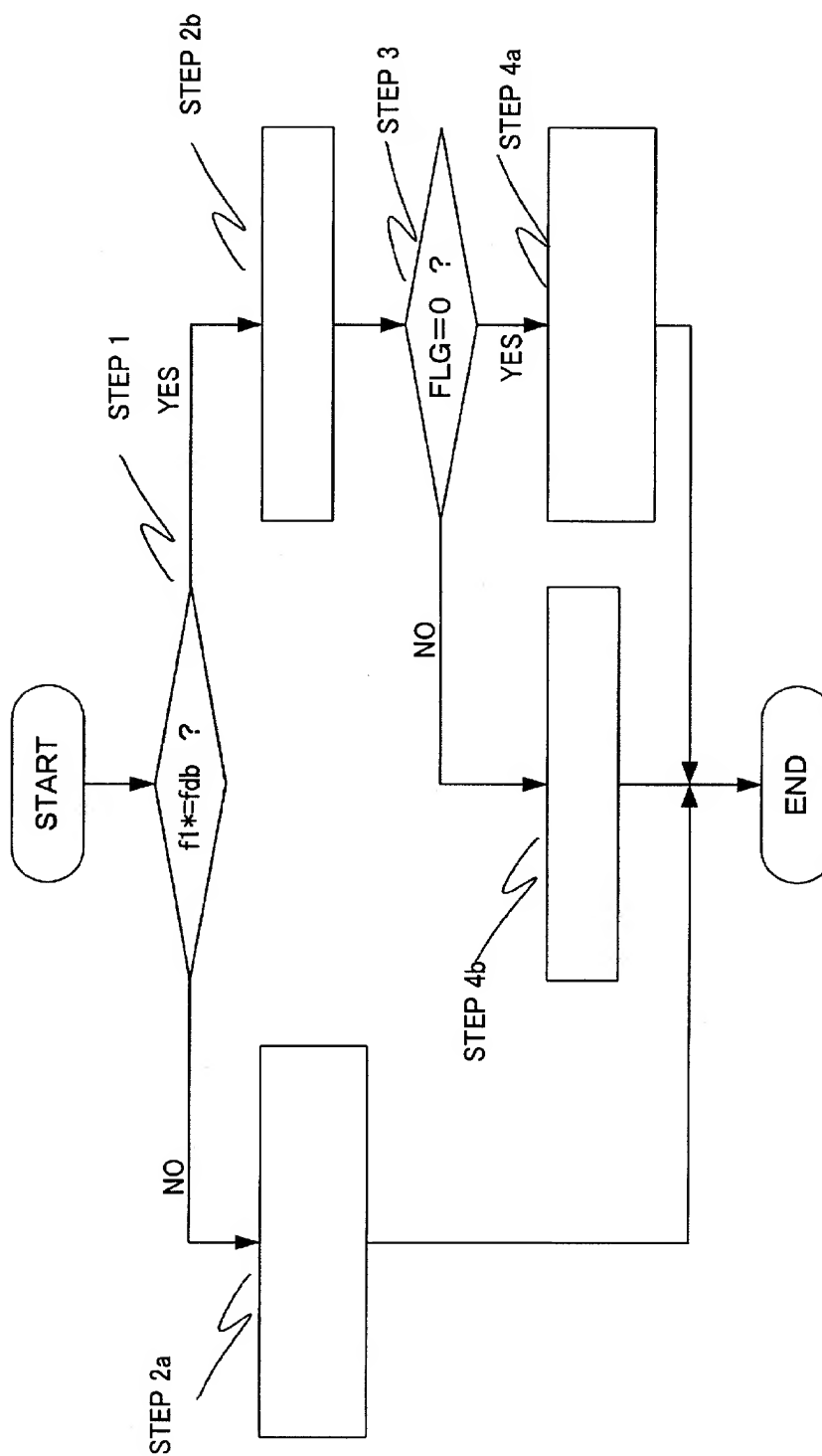
直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することを特徴とする請求項6記載の誘導電動機の制御装置。

- [8] 前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項7記載の誘導電動機の制御装置。
- [9] 前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項7記載の誘導電動機の制御装置。
- [10] 前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする請求項6乃至9記載の誘導電動機の制御装置。

[図1]

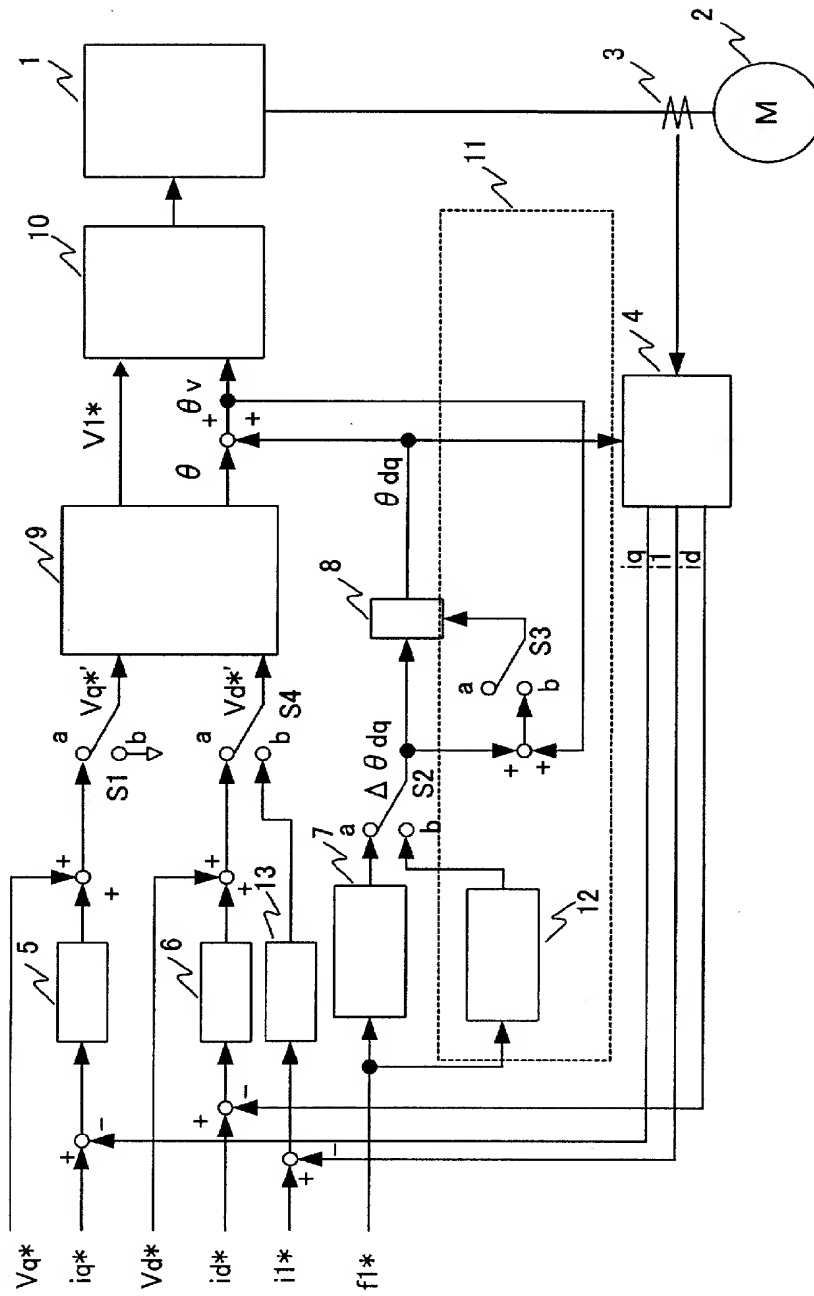


[図2]

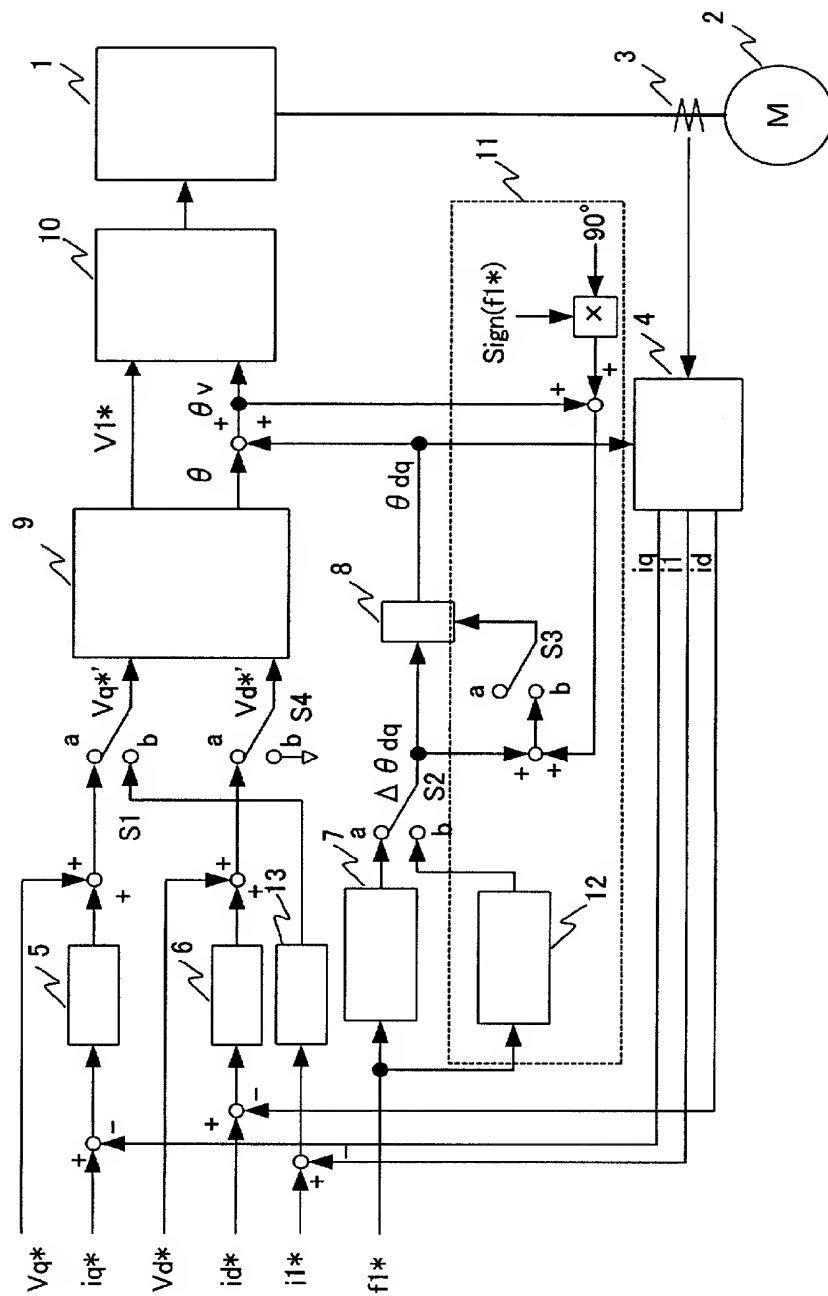




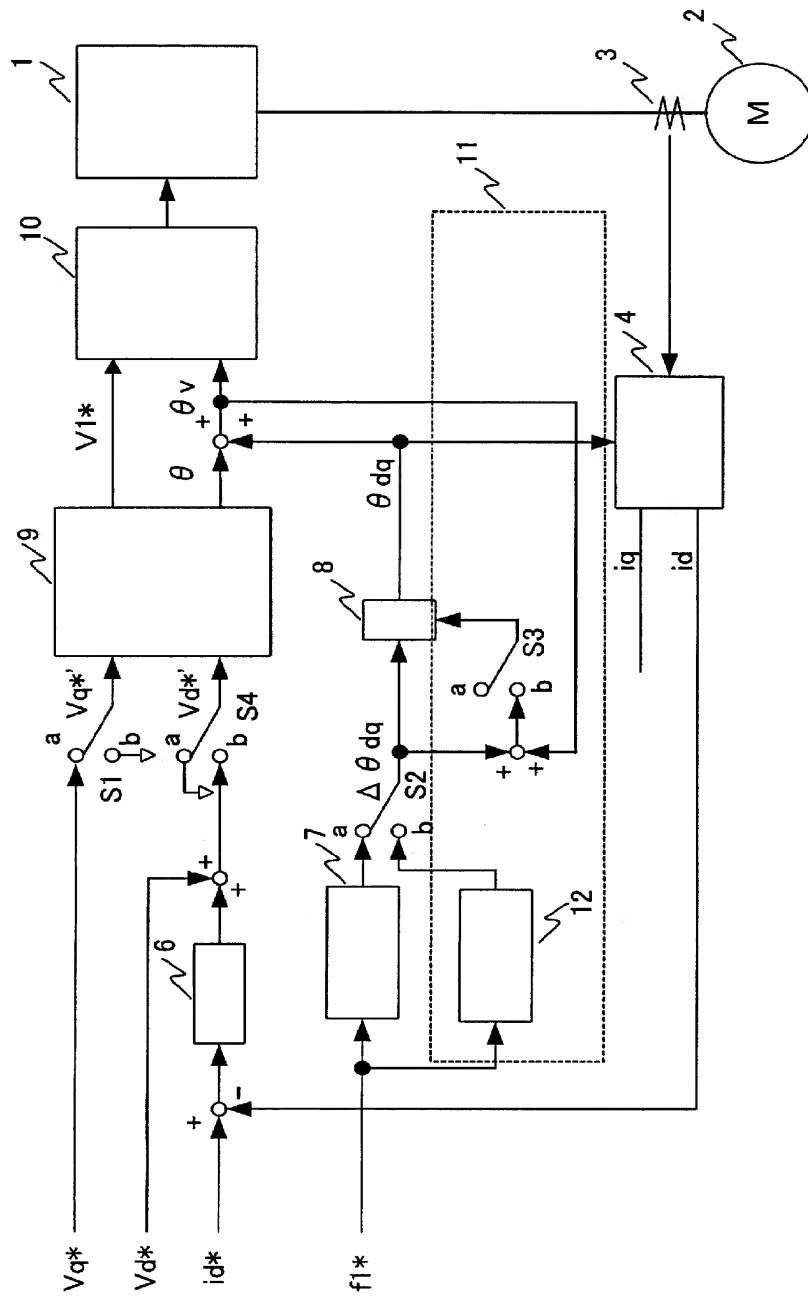
[図4]



[図5]

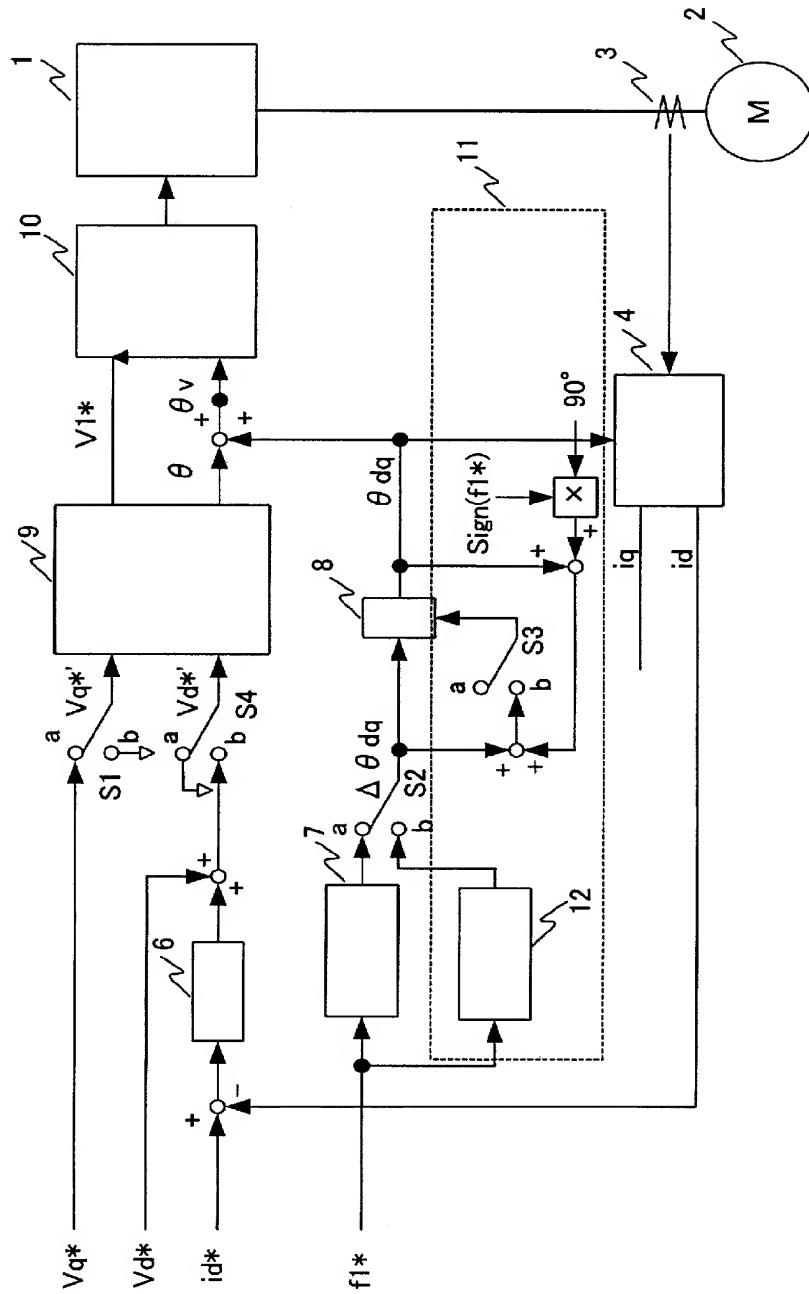


[図6]

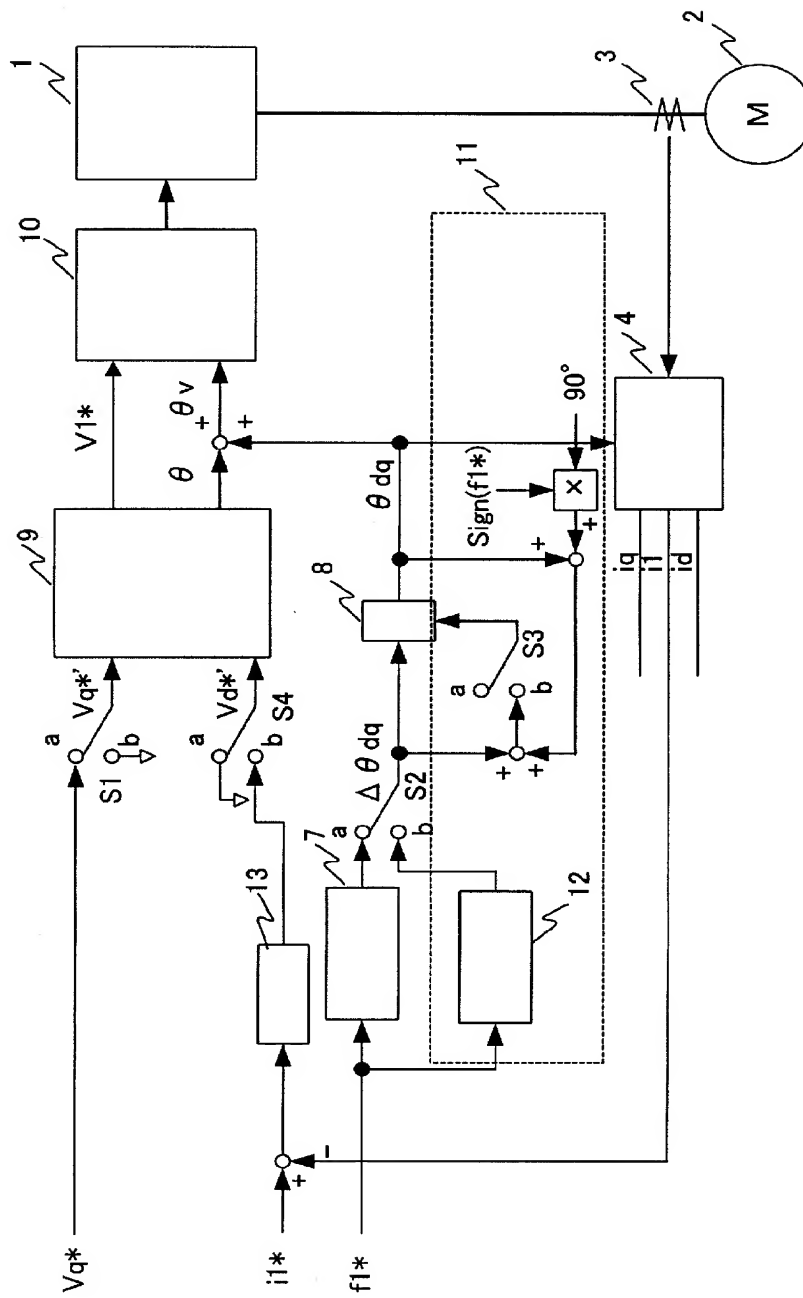


[illegible]

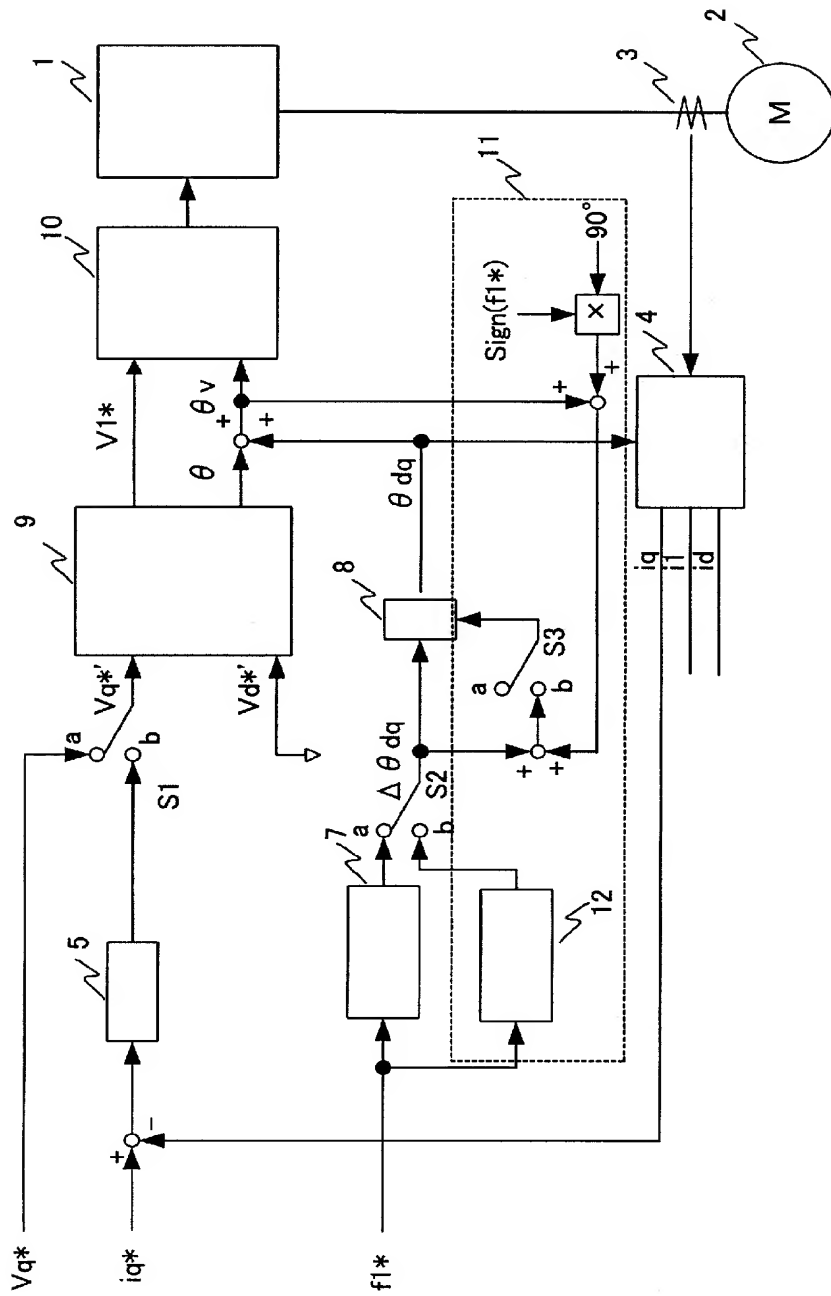
[図8]



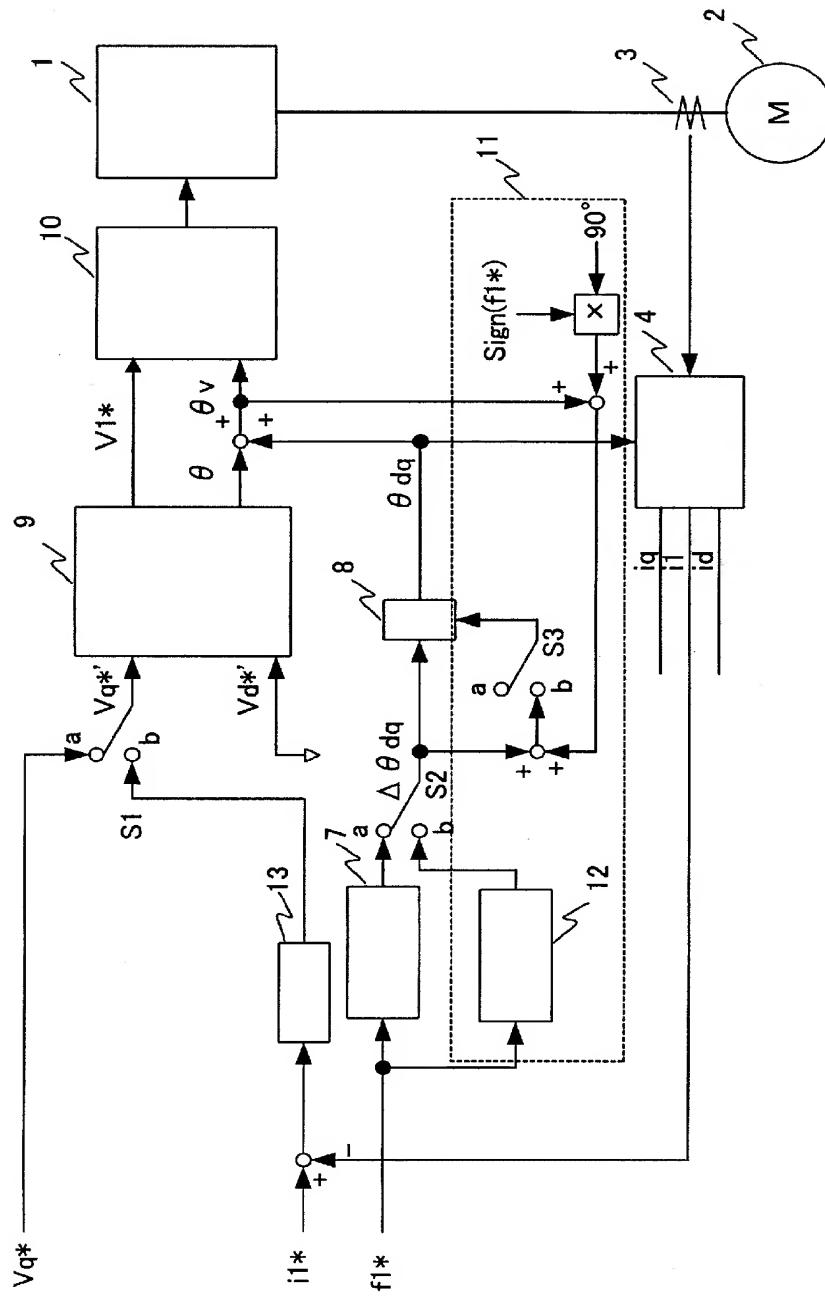
[図9]



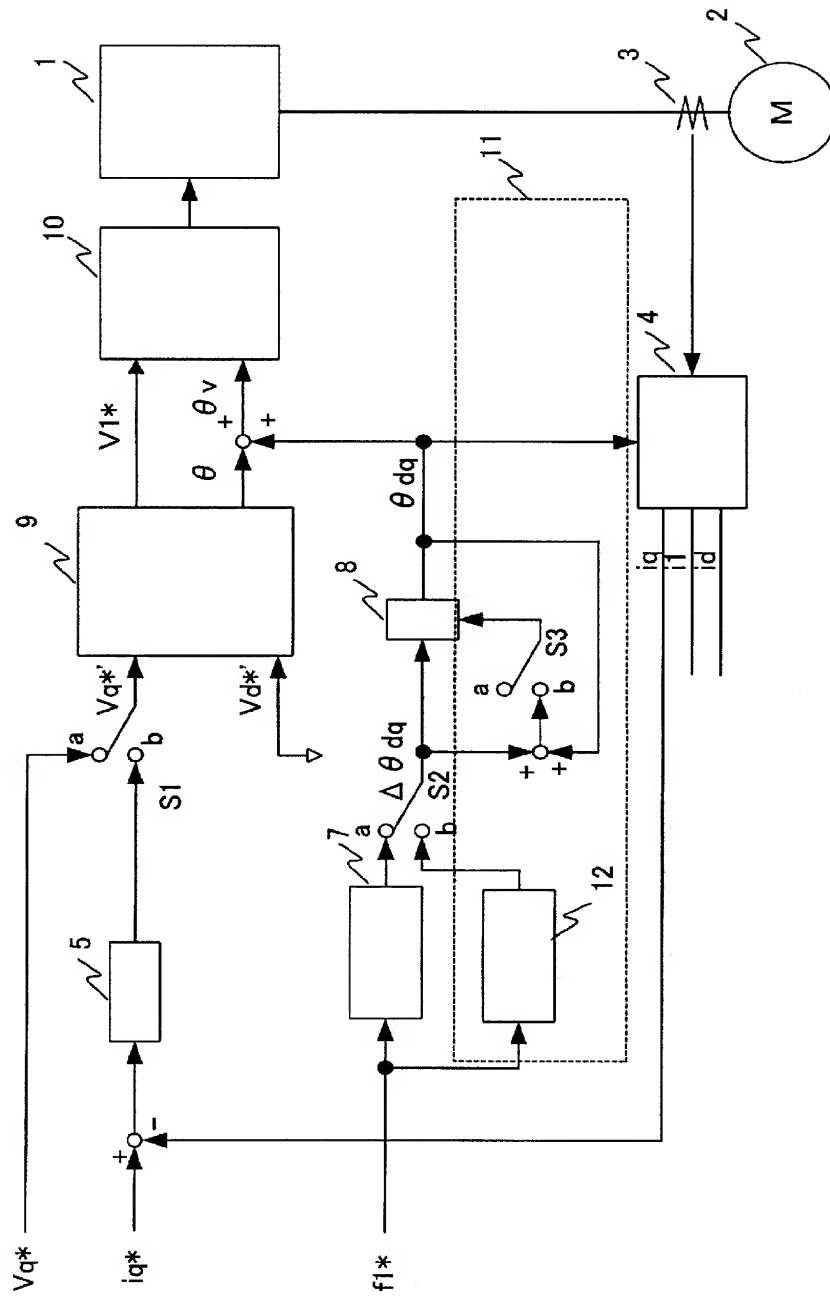
[図10]



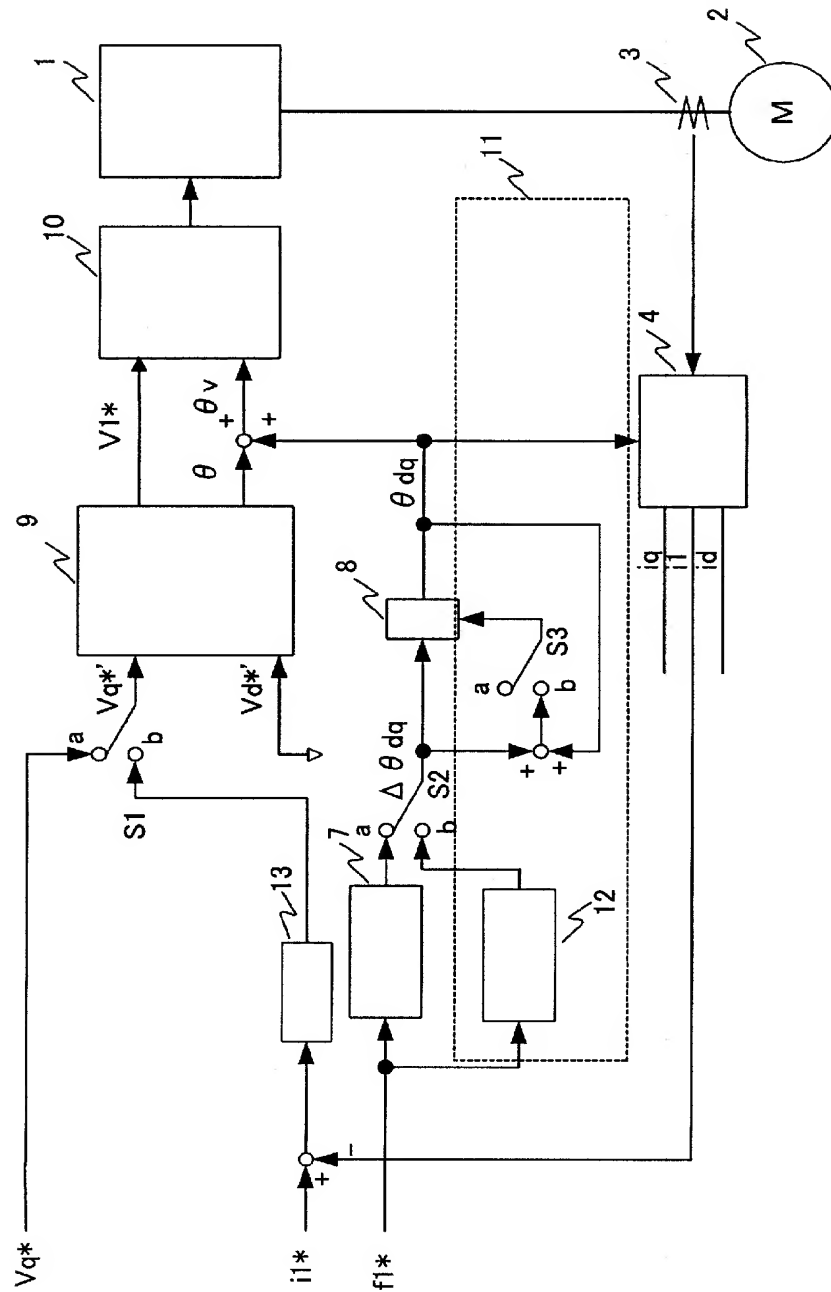
[図11]



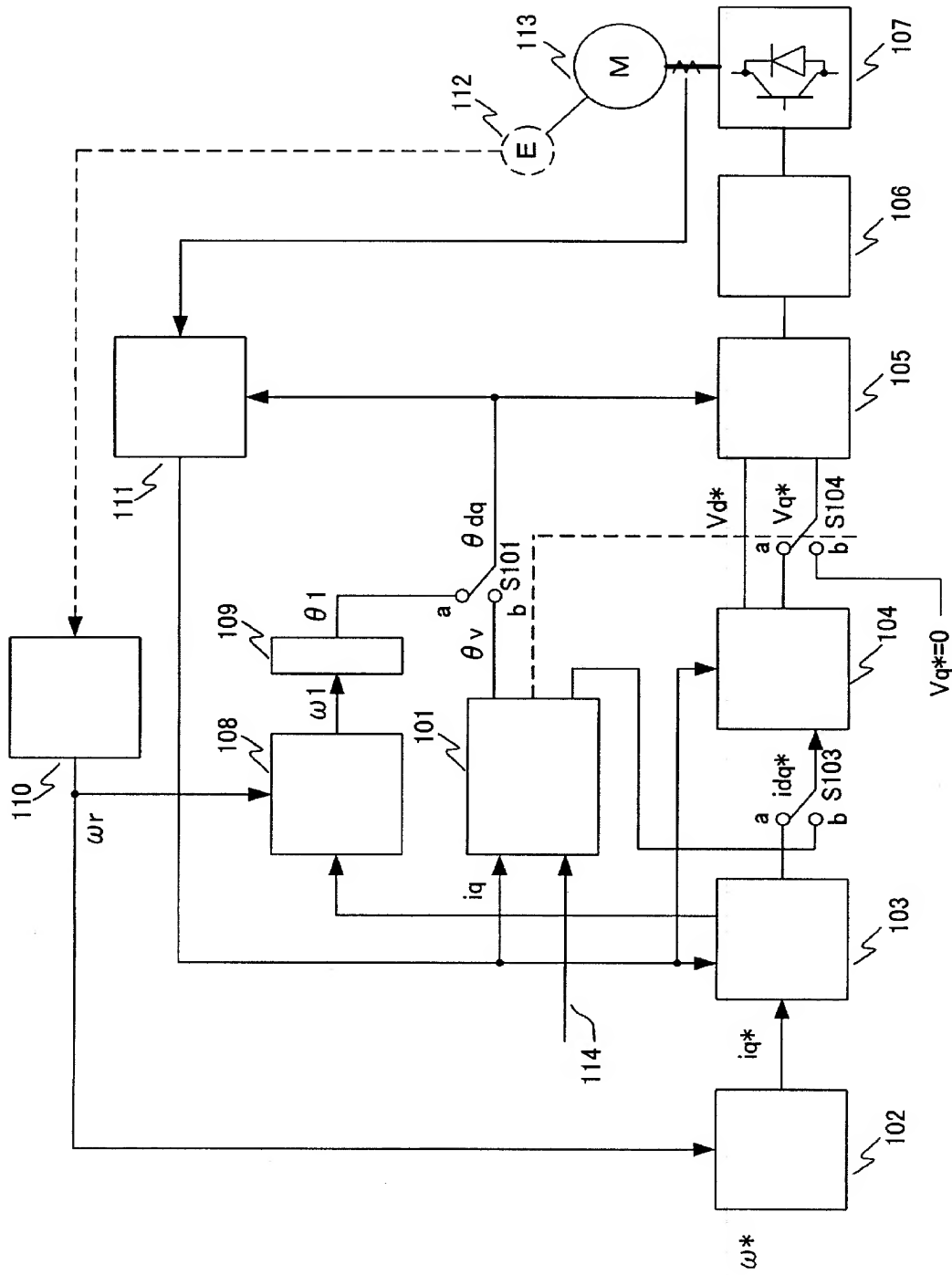
[図12]



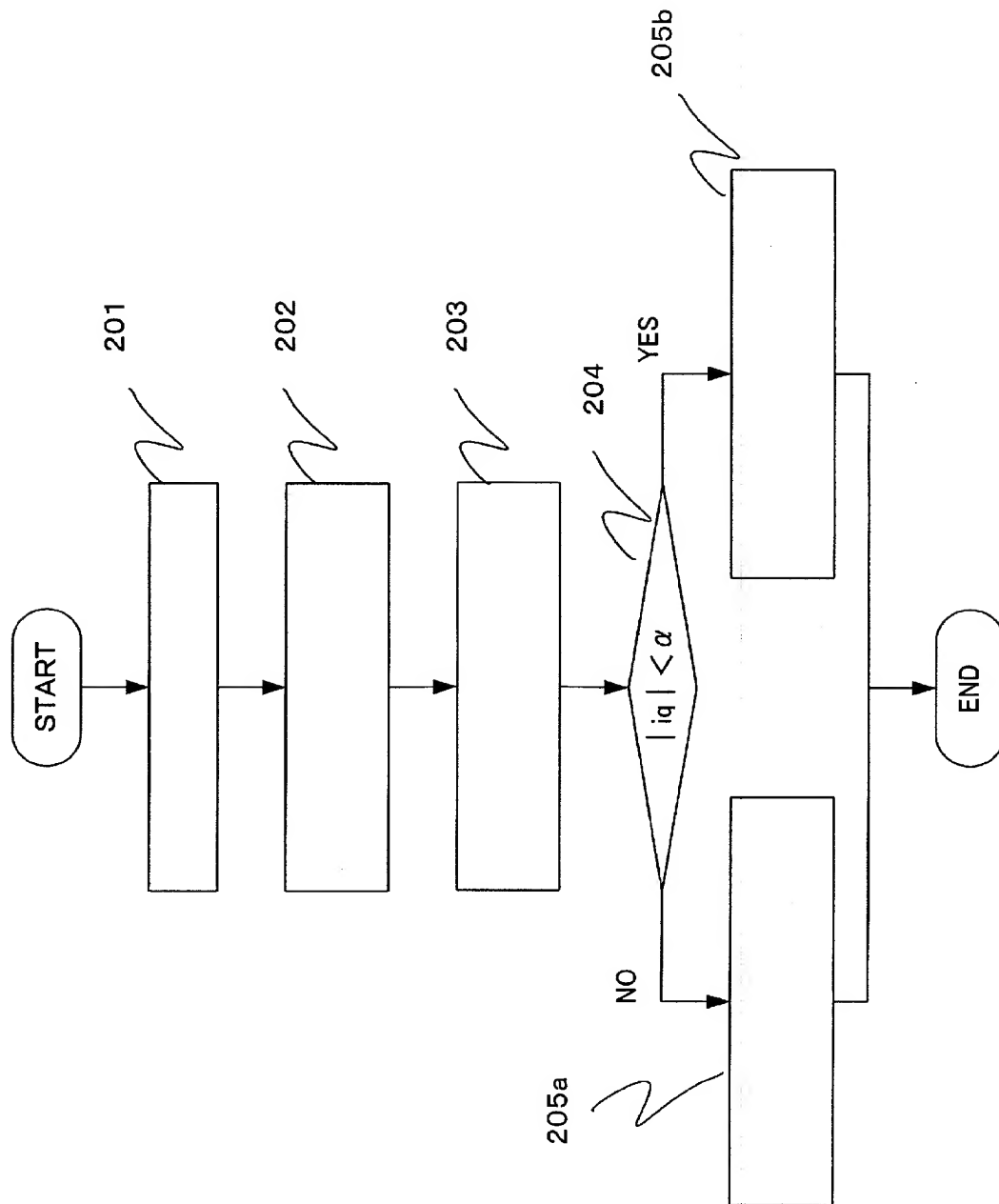
[図13]



[図14]



[図15]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/002119

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl.<sup>7</sup> H02P21/00, 3/24

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.<sup>7</sup> H02P21/00, 3/24

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-312497 A (Hitachi, Ltd.), 07 November, 2000 (07.11.00), (Family: none)	1-10
A	JP 10-341583 A (Toshiba Corp.), 22 December, 1998 (22.12.98), (Family: none)	1-10
A	JP 6-165547 A (Meidensha Corp.), 10 June, 1994 (10.06.94), (Family: none)	1-10



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T"

later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;"

document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
27 April, 2005 (27.04.05)Date of mailing of the international search report  
17 May, 2005 (17.05.05)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H02P21/00, 3/24

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H02P21/00, 3/24

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2000-312497 A (株式会社日立製作所) 07. 11. 2000 (ファミリーなし)	1-10
A	JP 10-341583 A (株式会社東芝) 22. 12. 1998 (ファミリーなし)	1-10
A	JP 6-165547 A (株式会社明電舎) 10. 06. 1994 (ファミリーなし)	1-10

C欄の続きにも文献が列举されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

27. 04. 2005

国際調査報告の発送日

17. 5. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)  
郵便番号100-8915  
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

川端 修

3V

8718

電話番号 03-3581-1101 内線 3358